

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 59-025589

(43)Date of publication of application : 09.02.1984

(51)Int.Cl.

H02P 5/00

(21)Application number : 57-135345

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 02.08.1982

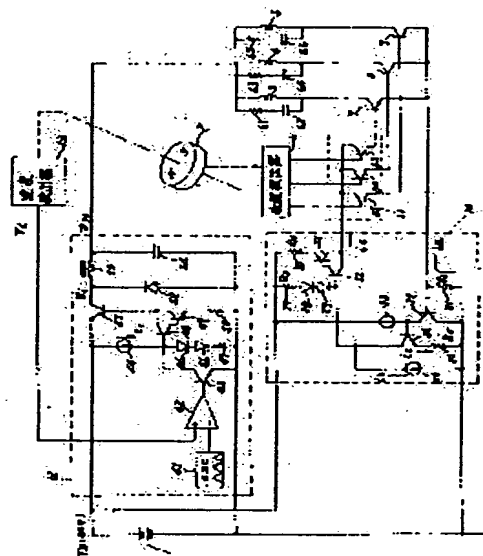
(72)Inventor : GOTO MAKOTO

(54) DC MOTOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain the commutatorless DC motor generating small base current loss at low current conducting time by a method wherein the base current of a driving switching transistor is increased or decreased corresponding to the detected value of a motor coil supply current.

CONSTITUTION: The switching transistor 51 of a voltage converter 12 performs ON, OFF action by the duty corresponded to a speed detecting signal Vd. The common emitter current of a selector 11 is supplied by a base current supplier 10, and the base current supplier 10 detects the coil supply current Ia according to the voltage drop of a current detecting resistor 21. The voltage drop thereof is converted into a current i2 by a transistor 22, the emitter follower transistor 24 of a constant current source 23 and a resistor 25. The current i2 is synthesized with the current I3 of a constant current source 26, inverted and amplified by a current mirror (diodes 28, 29, resistors 27, 30, and transistors 31, 32) to be made as the current i4, and is made as the base current of the driving transistors 7□9 selected by the selector 11.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—25589

⑬ Int. Cl.³
H 02 P 5/00

識別記号
1 0 3

庁内整理番号
K 7927—5H

⑭ 公開 昭和59年(1984)2月9日

発明の数 2
審査請求 未請求

(全 7 頁)

⑮ 直流モータ

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑯ 特 願 昭57—135345

⑰ 出 願 人 松下電器産業株式会社

⑱ 出 願 昭57(1982)8月2日

門真市大字門真1006番地

⑲ 発 明 者 後藤誠

⑳ 代 理 人 弁理士 森本義弘

明 細 書

1. 発明の名称

直流モータ

2. 特許請求の範囲

1. 複数個の磁極を有する界磁手段と、複数個のコイルと、前記コイルへの電流路を切換えるためにオン・オフ動作する複数個の駆動トランジスタと、モータ可動部の位置を検出する位置検出手段と、前記位置検出手段の出力に応動してオンとなる前記駆動トランジスタを選択する選択手段と、前記駆動トランジスタのオン時のベース電流を供給するベース電流供給手段とを具備し、前記ベース電流供給手段は前記コイルへの供給電流を検出する電流検出手段を含んで構成され、前記電流検出手段の出力に応動して前記駆動トランジスタのベース電流を変化させた直流モータ。
2. 複数個の磁極を有する界磁手段と、複数個のコイルと、前記コイルへの電流路を切換えるためにオン・オフ動作する複数個の駆動ト

ランジスタと、モータ可動部の位置を検出する位置検出手段と、前記位置検出手段の出力に応動してオンとなる前記駆動トランジスタを選択する選択手段と、直流電源から可変出力の直流電圧を得るスイッチングトランジスタを有するスイッチング方式の電圧変換手段と、前記駆動トランジスタのオン時のベース電流および前記電圧変換手段のスイッチングトランジスタのオン時のベース電流を供給するベース電流供給手段とを具備し、前記ベース電流供給手段は前記コイルへの供給電流を検出する電流検出手段を含んで構成され、前記電流検出手段の出力に応動して前記駆動トランジスタのベース電流および前記スイッチングトランジスタのベース電流を変化させた直流モータ。

3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は直流モータに関するものであり、特に、電源から供給される電力を効率良く利用するよう

にしたものである。

従来例の構成とその問題点

従来、たとえば直流モータに速度制御を施す場合などでは、出力電圧の一定な直流電源からトランジスタ等を用いて減圧、制御し、モータの速度に対応した駆動電圧をコイルに供給していた。この様な構成では、直流電源の供給電力はコイルでの有効消費電力とトランジスタのコレクタ損失の和となる。通常の直流モータにおいては、電源の供給電力に対する有効消費電力の比（電力効率）は小さく、10～30％程度であつた。特に、速度可変範囲の広い多段速度切換えができる直流モータや、駆動力の可変範囲の広い巻取用の直流モータでは、低速度動作時や低駆動力動作時の効率が著しく悪くなつていた。

そのような欠点を解消するために、本出願人は特願昭54-17375号において、可変出力の直流電圧を取り出すことのできるスイッチング方式の電圧変換器を使用した電力効率の良い直流モータについて、電子整流子形の直流モータを例にとつ

て説明している。ところで、このような電子整流子形の直流モータにおいては、コイルに駆動トランジスタを介して電流、電圧を供給している。各駆動トランジスタはモータ可動部（ロータ）の位置に応動してオン・オフする。いま、速度制御を施す場合を考えると、モータの起動・加速段階においては、前記電圧変換器の出力電圧が大きくなりコイルに大電流を供給する必要がある、駆動トランジスタのベース電流を大きくしなければならない。一方、所定速度にて制御されている状態（定速回転制御状態）において、電圧変換器の出力電圧は負荷トルクと逆起電圧（モータの回転速度に比例）に応動した所要の値となり、駆動トランジスタのコイルへの供給電流は起動・加速時と比較すればかなり小さな値となる（一例をあげれば、起動時約2Aで定速制御時250mA程度となる）。従つて、起動時の大電流時に必要とされる駆動トランジスタのベース電流に較べて、定速制御時に必要とされるベース電流は大幅に小さくなる。その結果、起動時の大電流通電（起動トルクを大き

くするために必要とされる）を可能とするベース電流を常時駆動トランジスタに与えるようにするならば、定速回転時の小電流通電時において大幅な損失電力を生じて好ましくない。

前述の引例では、駆動トランジスタをダーリントン接続された2個のトランジスタによつて構成し、ベース電流値の絶対値自体を小さくしている。しかし、この様な構成では、オン時の飽和電圧が

$$V_{CE(sat)}(\text{ダーリントン}) = V_{DE} + V_{CE(sat)}$$

と通常のトランジスタ飽和電圧 $V_{CE(sat)} = 0.1 \sim 0.6$ V（通電電流による）よりも $V_{DE} \approx 0.7$ V も大きくなり、ダーリントン接続された駆動トランジスタでの電力損失が大きくなり、好ましくない。

発明の目的

本発明は、そのような点を考慮し、コイルに供給されている電流を検出し、その検出値に応動して駆動トランジスタのベース電流を増減させるとによつて（駆動トランジスタはオン・オフ動作）、低電流通電時のベース電流損失を小さくした電

子整流子形の直流モータを提供することを目的とするものである。

発明の構成

上記目的を達成するために、本発明は、複数個の磁極を有する昇磁手段と、複数個のコイルと、前記コイルへの電流路を切換えるためにオン・オフ動作する複数個の駆動トランジスタと、モータ可動部の位置を検出する位置検出手段と、前記位置検出手段の出力に応動してオンとなる前記駆動トランジスタを選択する選択手段と、前記駆動トランジスタのオン時のベース電流を供給するベース電流供給手段とを具備し、前記ベース電流供給手段は前記コイルへの供給電流を検出する電流検出手段を含んで構成され、前記電流検出手段の出力に応動して前記駆動トランジスタのベース電流を変化させるように構成したものである。

更に本発明は、直流電源から可変出力の直流電圧を得るスイッチングトランジスタを有するスイッチング方式の電圧変換手段を具備し、ベース電流供給手段は駆動トランジスタのオン時のベース

電流および電圧変換手段のスイッチングトランジスタのオン時のベース電流を供給するとともに、前記ベース電流供給手段はコイルへの供給電流を検出する電流検出手段を含んで構成され、前記電流検出手段の出力に応じて前記駆動トランジスタのベース電流および前記スイッチングトランジスタのベース電流を変化させるように構成したものである。

実施例の説明

以下、本発明を図示の実施例にもとづいて説明する。第1図は、本発明の一実施例を表わす電気回路図である。第1図において、(1)は直流電源、(2)はモータ可動部（ロータ）にとりつけられた複数個の磁極を有する界磁用のマグネット（界磁手段）、(3)(4)(5)はマグネット(2)の磁束と鎖交する3相のコイル、(6)はモータ可動部の位置を検出する位置検出器、(7)(8)(9)はコイル(3)(4)(5)への電流路を切り換える駆動トランジスタ群であり、破線にて囲まれた部分(10)は駆動トランジスタのオン時のベース電流を供給するベース電流供給器、(11)は位置検

出器(6)の出力に応じてオンとなる駆動トランジスタを選択する選択器、(12)は直流電源1とコイル(3)(4)(5)の間に挿入されたスイッチング方式の電圧変換器である。また、(13)はマグネット(2)の回転速度を検出し、その速度に対応した電圧信号Vdを得る速度検出器である。

次に、その動作について説明する。マグネット(2)（モータ可動部）の回転速度を速度検出器(13)にて検出して、その速度に対応した電圧信号Vdを電圧変換器(12)のコンパレータ(14)に入力する。電圧変換器(12)の発振器(15)は、所定周波数（50KHz程度）の鋸歯状波信号を発生する。電圧信号Vdと鋸歯状波信号はコンパレータ(14)にて比較され、前記電圧信号Vdすなわち速度検出信号Vdに対応したデューティにてトランジスタ(16)をオン・オフ動作させる。

トランジスタ(16)がオンの時には定電流源(17)の電流 I_1 をバイパスし、トランジスタ(18)(19)がオフとなり、スイッチングトランジスタ(16)のベース電流を零となし、スイッチングトランジスタ(16)をオフにする。トランジスタ(16)がオフの時には、定電流源

(17)の電流 I_1 がダイオード(20)(21)、抵抗(22)、トランジスタ(23)(24)からなるカレントミラーに供給されて、 I_1 に比例（約40倍）した電流をトランジスタ(25)(26)のコレクタ側より吸引する。このコレクタ電流はスイッチングトランジスタ(16)のベース電流となり、スイッチングトランジスタ(16)をオンにする。すなわち、スイッチングトランジスタ(16)は速度検出信号Vdに対応したオン時間比率（デューティ）にてオン・オフ動作する。

スイッチングトランジスタ(16)がオンになると直流電源(1)の電圧Vs（20V）が出力され（ $V_i \approx V_s$ ）、インダクタンス素子(27)を介してコンデンサ(28)およびコイル(3)(4)(5)に供給される。スイッチングトランジスタ(16)がオフになるとフライホイールダイオード(29)が導通し、インダクタンス素子(27)に蓄えられたエネルギーを負荷側に供給する。その結果、ダイオード(29)、インダクタンス素子(27)、コンデンサ(28)にて平滑され、電圧変換器(12)の出力電圧 V_M はスイッチングトランジスタ(16)のオン時間比率に対応した値（速度検出信号Vdに対応した値）となる。

位置検出器(6)はマグネット(2)の磁束を感知するホール素子とその出力を整形合成する回路によつて構成され、モータ可動部の位置に応じたデジタル的な電圧信号を選択器(11)の各トランジスタ(30)(31)のベース端子に印加している。

選択器(11)のトランジスタ(30)(31)はエミッタを共通接続され、そのベース電位の最も低いトランジスタが活性となり、他のトランジスタは不活性となる。その結果、選択器(11)の入力電流（共通エミッタ電流）は活性なトランジスタのコレクタ電流となり、他のトランジスタのコレクタ電流は零となる。選択器(11)のトランジスタ(30)(31)の各コレクタ電流はそれぞれ駆動トランジスタ(7)(8)(9)のベース電流となり、駆動トランジスタ(7)(8)(9)をオン・オフ制御する。

選択器(11)の共通エミッタ電流はベース電流供給器(10)によつて供給されている。ベース電流供給器(10)は、コイルに供給される電流 I_a を電流路に直列に挿入された抵抗(32)（電流検出手段）の電圧降下によつて検出する。その電圧降下は、トランジス

タ4と定電流源4のエミッタホローおよびトランジスタ4と抵抗4によつて電流 i_2 に変換される。トランジスタ4と4のベース・エミッタ間順方向電圧(約0.7V)は相殺され、抵抗4と4の電圧降下は等しくなるから、抵抗4と4の値をそれぞれ R_1 、 R_2 とすると

$$i_2 = \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \cdot I_a \quad \dots\dots (1)$$

となり、トランジスタ4のエミッタ電流 i_2 はコイルへの供給電流 I_a (ここでは、駆動トランジスタのエミッタ電流)に比例して変化する。ここで、 $R_2 = 1000 \cdot R_1$ とすれば i_2 は I_a の1000分の1となり、十分に小さくなる(通常、 R_2 は R_1 の100倍以上に設定される)。また、 R_1 における電圧降下の最大値は0.1V程度で良く、検出に伴う電力損失は小さい(電流が少なくなると R_1 における電力損失は大幅に小さくなる)。

電流 i_2 はトランジスタ4のコレクタ電流となり(トランジスタ4の電流増幅度が大きい)、定電流源4の電流 I_3 と合成されて、カレントミラー(ダイオード4、抵抗4、トランジスタ4)の

により反転増幅されて出力電流 i_4 となり、選択器4にて選ばれた駆動トランジスタのベース電流となる。抵抗4と4の抵抗値をそれぞれ R_3 、 R_4 とすると、出力電流 i_4 (駆動トランジスタのベース電流)は

$$i_4 = \left(\frac{R_3}{R_4} \right) \cdot (i_2 + I_3) \quad \dots\dots (2)$$

となる(ダイオード4の電圧降下とトランジスタ4のベース・エミッタ間電圧降下は相殺する)。すなわち、オンとなる駆動トランジスタのベース電流 i_4 は、コイルへの供給電流 I_a が大きい時には大きくなり、コイルへの供給電流 I_a が小さい時には小さくなる。ここで、 $R_3 = 40 \cdot R_4$ とすると i_4 は $(i_2 + I_3)$ の40倍となる(通常、 R_3 は R_4 の10倍以上に設定される)。

第1図に示した本発明の実施例では、駆動トランジスタのベース電流 i_4 をコイルへの供給電流 I_a に応じて変化させているために、定速制御状態におけるベース電流損失が著しく小さくなっている。これについて説明すれば、モータの起動・加速段階において速度検出器3の出力 V_d は小さくなく、

スイッチングトランジスタ5のオン時間比率が大きくなり、電圧変換器2の出力電圧 V_M を大きくし、コイル(3)(4)(6)への供給電流を大きくする。コイルの電流を大きくするためには、駆動トランジスタ(7)(8)(9)のオン時の通電電流 I_a を大きくする必要がある。従つて、そのベース電流を大きくする必要がある。いま、コイルへの供給電流 I_a を2Aとし、駆動トランジスタのオン時での電流増幅度 h_{FE} を25とすると、そのベース電流として $2A/25 = 80mA$ 以上の電流を供給する必要がある。ここで、定速制御状態におけるコイルへの供給電流が250mA(負荷トルクに対応)になるものとする、駆動トランジスタ(7)(8)(9)のオン時のベース電流として $250mA/25 = 10mA$ を必要とされるにすぎない。このとき、起動・加速時に必要とされるベース電流(80mA以上)をそのまま流すものとすれば、 $80mA - 10mA = 70mA$ の損失($70mA \times 20V = 1.4W$)を生じることになる。

本実施例では、ベース電流供給器6によりコイルへの電流 I_a に応じて駆動トランジスタのオン

時のベース電流を変化させ、起動・加速時でも十分に大きなベース電流(80mA以上)を供給すると共に、定速制御状態においてはそのベース電流を小さくするようにしている。すなわち、 $I_a = 2A$ とすると $i_2 = 2A/1000 = 2mA$ となり、 $I_3 = 0.1mA$ とすると $i_2 + I_3 = 2.1mA$ となり、駆動トランジスタ(7)(8)(9)のベース電流は $i_4 = 40 \cdot (i_2 + I_3) = 84mA$ となる(駆動トランジスタは十分にオンとなる)。また、 $I_a = 250mA$ (定速回転状態)のときには $i_2 = 0.25mA$ となり、 $i_2 + I_3 = 0.35mA$ であるから $i_4 = 14mA$ となる(必要ベース電流は10mAであるから、駆動トランジスタ(7)(8)(9)はオン・オフ動作する)。従つて、 $84mA - 14mA = 70mA$ のベース電流損失($70mA \times 20V = 1.4W$)が軽減されている。

なお、電圧変換器2の出力電圧 V_M が零の状態(コイルへの供給電流 I_a が零)よりモータの起動・加速を行なう場合には、速度検出器3の出力 V_d が小さくなり、スイッチングトランジスタのオン時間比率が大きくなり、その出力電圧 V_M を大きくする。選択器4にて選択された駆動トランジスタの

初期のベース電流は定電流源40の電流 I_0 に対応する値 ($i_0 = 40 \cdot I_0 = 4\text{mA}$) であり、駆動トランジスタの通電電流は $I_a = h_{FE} \cdot i_0 = 100\text{mA}$ となり、完全なオン(飽和)とはならないが、その通電電流 I_a によりベース電流供給器00の電流 i_0 が流れ、さらに電流 I_a を大きくし、駆動トランジスタを完全なオンとなるように動作する。すなわち、過渡的に正帰還が生じて駆動トランジスタはオンとなる。このような正帰還動作を安定に作動させ、かつベース電流損失を小さくするためには、次のように設定することが望ましい。

- ① コイルへの供給電流が零の場合にも駆動トランジスタに所定の小さなベース電流が供給されるようにする(選択器04にて選択された駆動トランジスタ)。
- ② ベース電流供給器00における電流 I_a から駆動トランジスタのベース電流 i_0 までの変換利得を A_1 (第1図では $A_1 = (R_1/R_2) \cdot (R_3/R_4)$ である)とし、駆動トランジスタの電流増幅度を A_2 ($A_2 = 1 + h_{FE}$) とするとき、総合利得 $A_1 \cdot$

とすることが好ましい。

なお、コイル(3)(4)(5)に並列に接続された抵抗03とコンデンサ0404の直列回路は、電流路の切り換えに伴ってコイル(3)(4)(5)に生じるスパイク電圧を低減するものである。

第2図に本発明の他の実施例を表わす電気回路図を示す。本実施例では、第1図の電圧変換器04のスイッチングトランジスタ04のオン時のベース電流もコイルへの供給電流 I_a に応動して変化させ、そのベース電流損失を軽減している。ベース電流供給器00トランジスタ04の抵抗04の値を R_0 とすれば、その電流は

$$i_0 = (R_0/R_1) \cdot I_a \quad \dots\dots (5)$$

となる。定電流源04の電流 I_0 と加算され、この加算電流 ($i_0 + I_0$) はトランジスタ0404によつて反転され、電圧変換器04のカレントミラー(ダイオード0404、抵抗0404、トランジスタ0404)によつて増幅されて、スイッチングトランジスタ04のベース電流 i_1 となる。抵抗0404の値をそれぞれ R_0 、 R_1 とすると

A_1 を1に近づける。実際には、駆動トランジスタの電流増幅度 A_2 が変動しやすいために、

$$0.8 \leq A_1 \cdot A_2 \leq 10 \quad \dots\dots (3)$$

とすることが好ましい。

($A_1 \cdot A_2$ が小さすぎると大電流動作時の駆動トランジスタが十分にオンとならないために、コイル電流の最大値が小さくなる。また、 $A_1 \cdot A_2$ が大きすぎると、駆動トランジスタに過剰なベース電流を供給することになり、ベース電流の軽減効果が小さくなる。)

また、第1図の実施例では、駆動トランジスタがオン(飽和)している場合には、ベース電流 i_0 の増加分がそのまま電流 I_a の増加分となるために、ベース電流自体による正帰還が生じている。このような正帰還によつて、過大なベース電流が生じないようにするためには、前述の A_1 を1より小さくすることが必要となり(駆動トランジスタは完全に飽和しているので、増加分に対する電流増幅度 $A_2 = 1$ と考えて良い)、

$$A_1 \leq 0.5 \quad \dots\dots (4)$$

$$i_1 = (R_0/R_1) \cdot (I_0 + I_a) \quad \dots\dots (6)$$

となる。ここで、 $R_0 = 1000 \cdot R_1$ 、 $I_0 = 0.1\text{mA}$ 、 $R_0 = 40 \cdot R_1$ とし、スイッチングトランジスタ04の電流増幅度を25とすると、駆動トランジスタのベース電流損失の低減の場合と同じように、スイッチングトランジスタ04のベース電流損失が小さくなる(定速回転制御状態)。すなわち、 $I_a = 2\text{A}$ のときには $i_0 = 2\text{mA}$ となり、 $I_0 = 0.1\text{mA}$ であるから $i_0 + I_0 = 2.1\text{mA}$ となり、スイッチングトランジスタ04のオン時のベース電流 i_1 は $i_1 = 8.4\text{mA}$ となる(必要ベース電流は $2\text{A}/25 = 80\text{mA}$)。また、 $I_a = 250\text{mA}$ (定速回転時) のときには $i_0 = 0.25\text{mA}$ となり、 $i_0 + I_0 = 0.35\text{mA}$ であるから $i_1 = 1.4\text{mA}$ となる(必要ベース電流は $250\text{mA}/25 = 10\text{mA}$)。

また、 I_a から i_1 までの変換利得を B_1 ($B_1 = (R_0/R_1) \cdot (R_2/R_3)$) とし、スイッチングトランジスタ04の電流増幅度を B_2 とすると、

$$B_1 \cdot B_2 \neq 1 \quad \dots\dots (7)$$

$$0.8 \leq B_1 \cdot B_2 \leq 10 \quad \dots\dots (8)$$

とすることが好ましい。さらに、 $I_a = 0$ のときにも、

スイッチングトランジスタ50に小さなベース電流を供給することも重要である。

なお、スイッチングトランジスタ50のベース電流 I_b から電流 I_a への直接の伝達はないので、 B_1 自体の制限は考えなくても良い。その他、駆動トランジスタ(7)(8)(9)のベース電流損失の軽減の方法については、第1図の実施例と同様であり、説明を省略する。

なお、前述の実施例では、3相のコイルを使用した例を示したが、本発明はそのような場合に限らず、一般に、複数個のコイルを有する直流モータを構成できる。また、速度検出器03、位置検出器(6)等は周知の各種の構成が採用できる。さらに、回転型の直流モータに限らず、モータ可動部が直進移動する直進型の直流モータも構成できる。その他、本発明の主旨を変えずして種々の変形が可能である。

発明の効果

以上の説明から明らかなように、本発明の直流モータは電力効率の良い構成となしている。従つ

て、本発明にもとずいて、乾電池を電源とする音響、映像機器用の直流モータを構成するならば、消費電力の小さい電池寿命の長い機器を実現することができる。

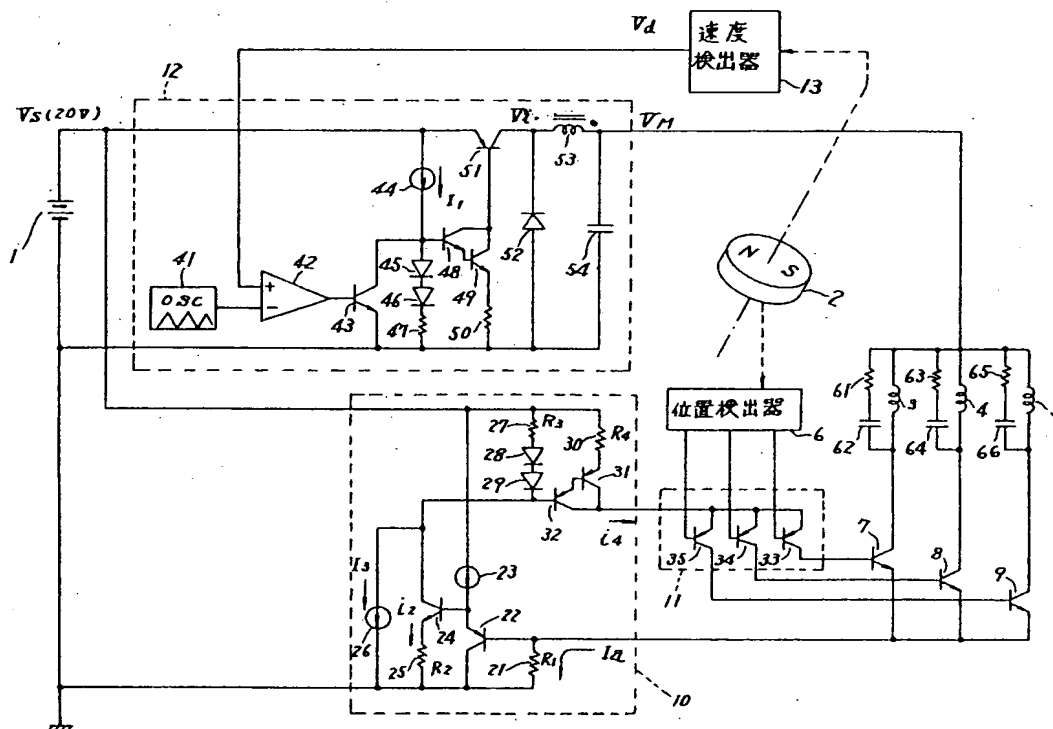
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を表わす電気回路図、第2図は本発明の他の実施例を表わす電気回路図である。

(1)…直流電源、(2)…マグネット、(3)(4)(5)…コイル、(6)…位置検出器、(7)(8)(9)…駆動トランジスタ、04…ベース電流供給器、01…選択器、02…電圧変換器、03…速度検出器、20…電流検出用の抵抗、40…発振器、42…コンパレータ、50…スイッチングトランジスタ

代理人 森本 義 弘

第1図



第2図

